



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97125945.3

[43]公开日 1998 年 10 月 28 日

[11] 公开号 CN 1197326A

[22]申请日 97.12.29

[30]优先权

[32]96.12.27[33]JP[31]359013/96

[32]97.3.19 [33]JP[31]87763/97

[71]申请人 精工爱普生株式会社

地址 日本东京都

[72]发明人 中宫信二 矢部宏

门胁忠雄 牧内佳树

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

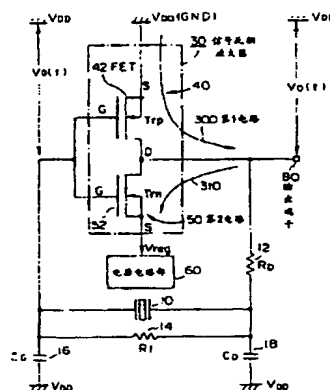
代理人 程天正 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 17 页 附图页数 12 页

[54]发明名称 振荡电路、电子电路、半导体器件、电子仪器和时钟

## [57]摘要

一种可以用很少的功耗稳定地进行振荡的晶体振荡电路，包括信号反相放大器、晶体振荡器和使上述信号反相放大器的输出信号相位反相后进行反馈输入的反馈电路。并且，构成信号反相放大器的第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值与第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于上述第 1 电位和第 2 电位的电位差的绝对值的值。



## 权 利 要 求 书

1. 一种振荡电路, 其特征在于: 驱动构成信号反相放大器的第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件, 使其不具有共同导通期间, 限制流过上述信号反相放大器的短路电流。

5      2. 按权利要求 1 所述的振荡电路, 其特征在于: 上述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值与第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值, 限制流过上述信号反相放大器的短路电流。

10      3. 按权利要求 1 所述的振荡电路, 其特征在于: 包括具有连接在上述信号反相放大器的输出端与输入端之间的晶体振荡器, 并使上述信号反相放大器的输出信号反相后反馈输入上述信号反相放大器的反馈电路; 上述信号反相放大器包括包含上述第 1 半导体开关元件的第 1 电路和包含上述第 2 半导体开关元件的第 2 电路; 上述第 1 半导体开关元件与上述第 1 电位一侧连接、利用上述反馈输入驱动导通/截止, 从而激励驱动上述晶体  
15      振荡器; 上述第 2 半导体开关元件与和上述第 1 电位不同的第 2 电位一侧连接、利用上述反馈输入在与上述第 1 半导体开关元件不同的时刻驱动导通/截止, 从而激励驱动上述晶体振荡器; 上述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值与第 2 半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值, 限制流过上述信号反相放大  
20      器的短路电流。

4. 按权利要求 1 所述的振荡电路, 其特征在于: 包括将第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压加到上述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的栅极上的偏置电路; 上述第 1 直流偏置电压和第 2 直流偏置电压使  
25      输入到上述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极上的上述信号反相放大器的反馈输入的直流电压分别偏移, 以使第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件不具有同时导通的期间。

5. 按权利要求 1 所述的振荡电路, 其特征在于: 包括具有连接在上述信号反相放大器的输出端与输入端之间的晶体振荡器, 并使上述信号反相放大器的输出信号反相后反馈输入上述信号反相放大器的反馈电路和将直  
30      流偏置电压加到上述信号反相放大器上的偏置电路; 上述信号反相放大器包括包含上述第 1 半导体开关元件、与第 1 电位一侧连接的第 1 电路和包

含上述第2半导体开关元件、与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接的第2电路；上述第1半导体开关元件与第1电位一侧连接、利用输入到栅极上的上述反馈输入驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述第2半导体开关元件与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接，利用输入到栅极上的上述反馈输入，在和上述第1半导体开关元件不同的时刻驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述偏置电路包括将第1直流偏置电压加到上述第1半导体开关元件的栅极上的第1偏置电路和将第2直流偏置电压加到上述第2半导体开关元件的栅极上的第2偏置电路；上述第1直流偏置电压和第2直流偏置电压使输入到上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件的各栅极上的上述信号反相放大器的反馈输入的直流电压分别偏移，以使上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件不具有同时导通的期间。

6. 按权利要求5所述的振荡电路，其特征在于：上述第1直流偏置电压设定为上述第1电压，上述第2直流偏置电压设定为上述第2电压。

7. 按权利要求1所述的振荡电路，其特征在于：上述第1和第2半导体开关元件使用不同导电型的场效应晶体管元件构成。

8. 一种电子电路，其特征在于：具有权利要求1的振荡电路。

9. 一种半导体器件，其特征在于：包含权利要求1的振荡电路而构成。

10. 一种电子仪器，其特征在于：包含权利要求1的振荡电路而构成。

11. 一种时钟，其特征在于：包含权利要求1的振荡电路而构成。

# 说明书

## 振荡电路、电子电路、半导体器件、电子仪器和时钟

5 本发明涉及振荡电路、使用振荡电路的电子电路、使用振荡电路和电子电路的半导体器件、电子仪器和时钟。

迄今，在手表、便携式电话、计算机终端等中，已广泛地使用了使用晶体振荡器的振荡电路。在这种便携式的电子仪器中，必须节约功耗、谋求电池的长寿命化。

10 上述晶体振荡电路由包含信号反相放大器和具有晶体振荡器的反馈电路构成。上述信号反相放大器包含一对晶体管，各晶体管例如将其栅极作为输入端使用，将漏极作为输出端使用。这时，将上述各晶体管的漏极相互连接，它们的源极分别与地、电源电压连接。

在上述结构的晶体振荡电路中，将电源电压加到信号反相放大器上时，信号反相放大器的输出反相 180 度相位后，反馈输入到上述各晶体管的栅极。通过该反馈动作，交替地驱动构成信号反相放大器的晶体管导通/截止，晶体振荡电路的振荡输出逐渐地增加，最后振荡器趋于进行稳定的振荡。

但是，在先有的晶体振荡电路中，将加到信号反相放大器上的电压  $V_{reg}$  的绝对值如下式所示的那样设定为大于各晶体管的阈值电压  $V_{TP}$ 、 $V_{TN}$  的绝对值之和。

$$|V_{reg}| > |V_{TP}| + |V_{TN}| \dots \dots (1)$$

本发明者发现，这就是在信号反相放大器内从高电位一侧向低电位一侧流过短路电流  $I_s$  的原因，是谋求减少电路整体的功耗的方面的问题。

25 本发明的目的旨在提供减小流过信号反相放大器的短路电流、从而可以用很小的电力消耗进行振荡的振荡电路、使用振荡电路的电子电路、使用振荡电路和电子电路的半导体器件、电子仪器和时钟。

为了达到上述目的，本发明的振荡电路的特征在于：驱动构成信号反相放大器的第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件，使之不具有共同的导通期间。

30 通过采用这样的结构，可以限制流过上述信号反相放大器的短路电流，这样，便可获得可以用很小的功耗进行振荡的振荡电路。

作为这样的本发明的结构的一个实施例，本发明的振荡电路的特征在于：

上述第1半导体开关元件的阈值电压的绝对值与第2半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值，限制流过上述信号反相放大器的短路电流。

此外，本发明的振荡电路的特征在于：包括具有连接在上述信号反相放大器的输出端与输入端之间的晶体振荡器，并使上述信号反相放大器的输出信号反相后反馈输入上述信号反相放大器的反馈电路；上述信号反相放大器包括包含上述第1半导体开关元件的第1电路和包含上述第2半导体开关元件的第2电路；上述第1半导体开关元件与上述第1电位一侧连接，利用上述反馈输入驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述第2半导体开关元件与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接，利用上述反馈输入在与上述第1半导体开关元件不同的时刻驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述第1半导体开关元件的阈值电压的绝对值与第2半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值，限制流过上述信号反相放大器的短路电流。

本发明的晶体振荡电路在将电压加到信号反相放大器上时，开始进行晶体振荡器的激励驱动。信号反相放大器的输出由反馈电路在反相后进行反馈输入，并且，该反馈输入信号由信号反相放大器反相放大后输出，反复进行这样的动作。

这时，构成信号反相放大器的第1、第2半导体开关元件根据上述反馈输入，在相互不同的时刻驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器。

在本发明中，上述第1、第2半导体开关元件的阈值电压的绝对值之和设定为大于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值。因此，在电路驱动时，可以避免第1、第2半导体开关元件同时驱动导通，结果，可以大幅度地限制流过信号反相放大器的短路电流，从而可以实现低功耗化。

特别是，按照本发明，为了满足上述阈值电压的条件，通过制造第1、第2晶体管，就可以实现短路电流对策，不需要短路电流对策用的特别的电路元件。这样，不用使整个电路的集成度降低，就可以实现晶体振荡电路的低功耗化。

在本发明中，上述第1、第2半导体开关元件的阈值电压的绝对值都必须设定为小于信号反相放大器的电源电压的绝对值的值。

另外，作为本发明的结构的其他实施例，本发明的振荡电路的特征在于：包括将第1直流偏置电压和第2直流偏置电压加到上述第1半导体开关元件

和第2半导体开关元件上的偏置电路；上述第1直流偏置电压和第2直流偏置电压使输入到上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件的各栅极上的上述信号反相放大器的反馈输入的直流电压分别偏移，以使第1半导体开关元件和第2半导体开关元件不具有同时导通的期间。

5 此外，本发明的振荡电路的特征在于：包括具有连接在上述信号反相放大器的输出端与输入端之间的晶体振荡器、并使上述信号反相放大器的输出信号反相后反馈输入上述信号反相放大器的反馈电路和将直流偏置电压加到上述信号反相放大器上的偏置电路；上述信号反相放大器包括包含上述第1半导体开关元件、与第1电位一侧连接的第1电路和包含上述第2半导体开关元件、与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接的第2电路；上述第1半导体开关元件与第1电位一侧连接、利用输入到栅极上的上述反馈输入驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述第2半导体开关元件与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接，利用输入到栅极上的上述反馈输入，在和上述第1半导体开关元件不同的时刻驱动导通/截止，从而激励驱动上述晶体振荡器；上述偏置电路包括将第1直流偏置电压加到上述第1半导体开关元件的栅极上的第1偏置电路和将第2直流偏置电压加到上述第2半导体开关元件的栅极上的第2偏置电路；上述第1直流偏置电压和第2直流偏置电压使输入到上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件的各栅极上的上述信号反相放大器的反馈输入的直流电压分别偏移，以使上述第1  
10 20 半导体开关元件和第2半导体开关元件不具有同时导通的期间。

按照本发明，第1、第2直流偏置电压分别加到构成信号反相放大器的第1、第2半导体开关元件的栅极上。

上述第1直流偏置电压和第2直流偏置电压使输入到上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件的各栅极上的上述信号反相放大器的反馈输入的直流电压分别偏移，以使上述第1半导体开关元件和第2半导体开关元件不具有同时导通的期间。  
25

通过采用上述结构，按照本发明，构成信号反相放大器的第1、第2半导体开关元件根据上述反馈输入在相互不同的时刻驱动导通/截止、从而在激励驱动上述晶体振荡器时，第1、第2半导体开关元件就不会发生都导通的共同导通期间。因此，可以大幅度地减小流过信号反相放大器的短路电流，从而可以获得用很小的功耗就可以稳定振荡的晶体振荡电路。  
30

特别是，按照本发明，即使第1、第2半导体开关元件的各阈值电压的绝

对值小时，也可以减小信号反相放大器的短路电流。因此，可以将晶体振荡电路的电源电压减小为相应的值，从这一方面，也可以实现振荡电路的低功耗化。

5 其中，最好将上述第 1 直流偏置电压设定为上述第 1 电位，将上述第 2 直流偏置电压设定为上述第 2 电位。

通过施加这样的直流偏置电压，加到上述第 1 半导体开关元件和第 2 半导体开关元件的各栅极上的反馈输入的直流电位就分别偏移为电源的第 1 电位和第 2 电位。这样，用简单的电路结构便可获得可以可靠地减小信号反相放大器的短路电流的晶体振荡电路。

10 另外，在本发明中，上述第 1 和第 2 半导体开关元件可以使用不同的导电型场效应晶体管元件构成。

另外，本发明的电子电路的特征在于：具有上述本发明的振荡电路。

另外，本发明的半导体器件的特征在于：包含上述本发明的振荡电路或电子电路而构成。

15 另外，本发明的电子仪器的特征在于：包含上述本发明的振荡电路或电子电路而构成。

这样，便可降低例如便携式电话及便携式计算机终端等便携式电子仪器的功耗，从而可以减小内装的电池及蓄电池等 2 次电池的功耗。

20 另外，本发明的时钟的特征在于：包含上述本发明的振荡电路或电子电路而构成。

这样，便可实现功耗小的便携式时钟，结果，可以将使用的电池进一步采用更小的电池，从而可以实现整个时钟的小型化，另外，在使用相同容量的电池时，可以实现电池的长寿命化。

图 1 是本发明的晶体振荡电路的实施例 1 的电路图。

25 图 2 是先有电路的时序图。

图 3 是图 1 所示的电路的时序图。

图 4 是表示先有电路的阈值电压与电源电位、地电位的关系的说明图。

图 5 是表示实施例 1 的阈值电压与电源电位、地电位的关系的说明图。

图 6 是增强型晶体管的  $V_{GS} - I_D$  特性图。

30 图 7 是本发明的晶体振荡电路的实施例 2 的电路图。

图 8 是实施例 2 的时序图。

图 9 是其他晶体振荡电路的电路图。

图 1 0 是图 9 所示的电路的时序图。

图 1 1 是变形例的时序图。

图 1 2 是其他晶体振荡电路的电路图。

图 1 3 是图 1 2 的电路的时序图。

5 图 1 4 是变形例的时序图。

图 1 5 是图 9 所示的晶体振荡电路的变形例。

图 1 6 是图 1 2 所示的晶体振荡电路使用的信号反相放大器的变形例的电路图。

10 图 1 7 是图 1 2 所示的晶体振荡电路使用的信号反相放大器的变形例的电路图。

下面，根据附图详细说明本发明的优选实施例。

( 实施例 1 )

图 1 所示是本发明的实施例 1 的晶体振荡电路。本实施例的晶体振荡电路是石英电子手表使用的晶体振荡电路。

15 本实施例的晶体振荡电路由包含信号反相放大器 3 0 和反馈电路而构成。上述反馈电路由包含晶体振荡器 1 0、电阻 1 4 和相位补偿用的电容器 1 6、1 8 而构成，将信号反相放大器 3 0 的输出  $V_D(t)$  反相 180 度，将其作为栅极信号  $V_G(t)$  反馈输入到信号反相放大器 3 0 的栅极。

20 上述信号反相放大器 3 0 与第 1 电位一侧和电位比其低的第 2 电位一侧连接，根据两电位的电位差接收电力供给而进行驱动。这里，上述第 1 电位设定为地电位  $V_{DD}$ ，第 2 电位设定为从电源电路部 6 0 供给的负电源电位  $V_{reg}$ 。

上述信号反相放大器 3 0 由包含第 1 电路 4 0 和第 2 电路 5 0 而构成。

25 上述第 1 电路 4 0 由包含作为第 1 半导体开关元件而起作用的 P 型场效应晶体管 4 2 而构成，该晶体管 4 2 的源极与地连接，漏极与输出端子 8 0 连接，上述反馈信号  $V_G(t)$  加到其栅极上。

30 上述第 2 电路 5 0 由包含作为第 2 半导体开关元件而起作用的 N 型场效应晶体管 5 2 而构成，该晶体管 5 2 的源极与电源电路部 6 0 的电源端子连接，漏极与输出端子 8 0 一侧连接（这里，与晶体管 4 2 的漏极连接），上述反馈信号  $V_G(t)$  加到其栅极上。

作为上述晶体管 4 2，可以使用 P 型并且是增强型的场效应晶体管，作为上述晶体管 5 2，可以使用 N 型并且是增强型的晶体管。并且，晶体管 4 2



的阈值电压  $V_{TP}$ 、晶体管 5 2 的阈值电压  $V_{TN}$  的值如下式所示的那样，设定为它们的绝对值之和大于加到信号反相放大器 3 0 上的电源电压（在本实施例中，由于将地电位  $V_{DD}$  设定为 0，所以，电源电压就是地电位与电源电位的电位差即  $V_{reg}$ ）的绝对值的值。

5

$$|V_{reg}| \leq |V_{TP}| + |V_{TN}| \dots\dots (2)$$

此外，上述各晶体管 4 2、5 2 的阈值电压的绝对值分别如下式所示的那样，设定为小于电源电压的绝对值的值。

10

$$|V_{reg}| > |V_{TP}|$$
$$|V_{reg}| > |V_{TN}| \dots\dots (3)$$

这样，本实施例的晶体振荡电路在电路驱动时，便可大幅度地降低流过信号反相放大器 3 0 的短路电流，从而可以实现低功耗化。

15 下面，说明其理由。

图 2 所示是先有的晶体振荡电路的时序图，图 3 所示是本实施例的晶体振荡电路的时序图，横轴表示从电源电路部 6 0 加上电源电压  $V_{reg}$  后经过的时间，纵轴表示向信号反相放大器 3 0 的反馈输入  $V_G(t)$ 、各晶体管 4 2、5 2 的导通、截止状态。

20 如前所述，在先有的晶体振荡电路中，构成信号反相放大器 3 0 的 2 个晶体管 4 2、5 2 的阈值电压设定为满足上述 (1) 式。这时，若图示出各晶体管 4 2、5 2 的阈值电压与地电位  $V_{DD}$ 、电源电位  $V_{reg}$  的关系，则为图 4 所示。即，向信号反相放大器 3 0 的反馈输入  $V_G(t)$  的值相对于上述两阈值电压  $V_{TP}$ 、 $V_{TN}$  的电位，若采用

25

$$V_{TP} > V_G(t) > V_{TN}$$

范围的值，则两晶体管 4 2、5 2 存在同时导通的短路区域。

因此，如图 2 所示，在各晶体管 4 2、5 2 根据反馈信号  $V_G(t)$  交替地导通、截止驱动的途中，周期性地发生两晶体管 4 2、5 2 同时导通的共同导通期间，将从高电位 ( $V_{DD}$ ) 向低电位 ( $V_{reg}$ ) 一侧流过短路电

30 流，从而成为降低功耗的障碍。

与此相反，在本实施例中，各晶体管 4 2、5 2 的阈值电压设定为满足上述 (2) 式、(3) 式。这时，若图示出各阈值电压与地电位  $V_{DD}$ 、电源

电位  $V_{reg}$  的关系，则为图 5 所示。即，向信号反相放大器 30 的反馈输入  $V_G(t)$  的值相对于上述两阈值电压  $V_{TP}$ 、 $V_{TN}$  的电位，若采用

$$V_{TN} > V_G(t) > V_{TP}$$

范围的值，则两晶体管 42、52 便可靠地截止，不存在先有那样的晶体管 42、52 同时导通的共同导通期间。

即，如图 3 所示，根据反馈信号  $V_G(t)$ ，在各晶体管 42、52 交替地导通、截止驱动的途中，不存在两晶体管 42、52 同时导通的期间，可以大幅度地降低以往成为问题的短路电流，从而可以减小晶体振荡电路的功耗。

10 特别是，在本实施例中，可以不增加电路的零部件数而实现对信号反相放大器 30 的短路电流的对策。

另外，在本实施例中，上述各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值如上述 (3) 式所示的那样设定为小于电源电压  $V_{reg}$  的绝对值的值。这样，便可维持晶体振荡电路的稳定的振荡动作而实现低功耗化。

15 即，在晶体振荡电路中，信号反相放大器 30 的反馈信号  $V_G(t)$  的振幅的绝对值不大于信号反相放大器 30 的电源电压  $V_{reg}$  的绝对值。因此，通过将各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值设定为满足上述 (3) 式，便可稳定地交替地驱动各晶体管 42、52 导通、截止。

按照本发明者的实验，确认了使用绝对值为 0.9 V 的电源电压  $V_{reg}$  驱动振荡电路时，即使使各晶体管 42、52 的阈值电压的绝对值之和在下式所示的范围内变化，也可以维持良好的振荡状态，从而可以实现低功耗化。

$$1. \quad 4V > |V_{TP}| + |V_{TN}| > 0.9V$$

此外，在本实施例中，根据下述理由，可以减小晶体管 42、52 的截止泄漏电流，从这方面看，也可以减小整个电路的功耗。

25 图 6 是表示增强型晶体管的漏极电流  $I_D$  与栅极·源极间电压  $V_{GS}$  的关系的特性图。如图所示，在增强型晶体管中， $I_D - V_{GS}$  的特性曲线随着使阈值电压降低，向左侧偏移，如图中虚线所示的那样，其截止泄漏电流增大 (图中，在  $V_{GS}$  小于阈值电压晶体管截止时，如图中虚线所示的那样，流过该晶体管的电流  $I_D$  成为截止泄漏电流)。

30 因此，如果像先有的振荡电路那样将晶体管 42、52 的阈值电压设定得低，则在阈值电压以下的截止泄漏电流将增大，从而将增大功耗。

与此相反，在本实施例中，由于如 (2) 式所示的那样将各晶体管 42、

5 2 的阈值电压设定为大的值, 所以, 可以使通过各晶体管 4 2、5 2 流动的截止泄漏电流的值大幅度减小, 从而可以降低整个电路的功耗。

( 实施例 2 )

5 在上述实施例 1 中, 以各晶体管 4 2、5 2 的阈值电压满足上述 ( 2 ) 式、降低短路电流的情况为例进行了说明, 但是, 在实施例 2 中, 即使上述各晶体管 4 2、5 2 如以往那样按 ( 1 ) 式所示的条件形成时, 通过将直流偏置电压加到各晶体管 4 2、5 2 的栅极上, 也可以和上述实施例一样减小信号反相放大器 3 0 的短路电流。

图 7 所示是本实施例的晶体振荡电路, 图 8 所示是其时序图。

10 本实施例的晶体振荡电路由包含使输入各晶体管 4 2、5 2 的各栅极的上述信号反相放大器 3 0 的反馈输入  $V_G(t)$  的直流电位个别地偏移的第 1 偏置电路 7 0 和第 2 偏置电路 8 0 而构成。

上述各偏置电路 7 0、8 0 由包含用于去除直流成分的电容器 7 2、8 2 和施加直流偏置电压用的电阻 7 4、8 4 而构成。

15 上述电容器 7 2、8 2 用于从栅极信号  $V_G(t)$  中去除直流成分、并将该信号加到对应的晶体管 4 2、5 2 的栅极上。

上述电阻 7 4 连接在晶体管 4 2 的栅极与地电位  $V_{DD}$  之间, 将输入晶体管 4 2 的栅极的反馈输入  $V_G(t)$  的直流电压提升到地电位  $V_{DD}$ 。

20 上述电阻 8 4 连接在晶体管 5 2 的栅极与电源电压  $V_{reg}$  之间, 将输入晶体管 5 2 的栅极的反馈输入  $V_G(t)$  的直流电压提升到电源电位  $V_{reg}$ 。

25 通过采用上述结构, 反馈输入到上述信号反相放大器 3 0 的栅极信号  $V_G(t)$  便如  $V_{GP}(t)$ 、 $V_{GN}(t)$  所示的那样, 由上述第 1、第 2 偏置电路 7 0、8 0 以直流电位变更为地电位  $V_{DD}$ 、电源电位  $V_{reg}$  的状态加到各晶体管 4 2、5 2 的栅极上。

因此, 在各晶体管 4 2、5 2 交替地导通、截止驱动的途中, 不存在两晶体管 4 2、5 2 同时导通驱动的期间, 结果, 和上述实施例 1 一样, 可以大幅度地减小在信号反相放大器 3 0 内流动的短路电流, 从而可以实现低功耗化。

30 特别是, 在本实施例中, 即使将增强型晶体管 4 2、5 2 的各阈值电压的绝对值采用小的值, 也可以降低短路电流。结果, 可以减小加到信号反相放大器 3 0 上的电源电压, 从这方面看, 也可以降低功耗。

上述第1偏置电路70、第2偏置电路80施加的偏置电压也可以以各晶体管42、52不具有共同导通期间为条件，使向各晶体管42、52的栅极反馈输入的直流电位个别地偏移为上述实施例以外的电位。

5 本发明不限于上述各实施例，在本发明的主旨的范围内，可以进行各种变形实施。

例如，在上述实施例中，以将构成信号反相放大器30的第1电路40、第2电路50分别使用1个晶体管来构成的情况为例进行了说明，但是，根据需要，也可以将上述以外的电路元件组合构成电路而不影响第1、第2电路40、50的功能。

10 另外，最好构成包含上述实施例的晶体振荡电路或电子电路的半导体器件，最好将它们搭载到例如便携式电话机、便携式计算机终端和其他便携式机器等电源容量有限制的便携式电子仪器上。

15 另外，在本实施例中，以将晶体振荡电路用于时钟用的电子电路中的情况为例进行了说明，但是，本发明不限于此，除此以外的用途、例如广泛地用于便携式电话机、便携式计算机终端和其他便携式机器等电源容量有限制的便携式电子仪器时也是非常有效的。

(变形例)

下面，着眼于振荡电路起动时和稳定振荡时，说明可以实现低功耗化的振荡电路和使用该振荡电路的电子电路、半导体器件、电子仪器、时钟等。

20 本实施例的振荡电路的特征在于：包括信号反相放大器和具有连接在上述信号反相放大器的输出端与输入端之间的晶体振荡器、并使上述信号反相放大器的输出信号反相后向上述信号反相放大器反馈输入的反馈电路，上述信号反相放大器包括包含与第1电位一侧连接、根据上述反馈输入而驱动导通/截止从而激励驱动上述晶体振荡器的第1半导体开关元件的第1电路和与和上述第1电位不同的第2电位一侧连接、限制伴随上述晶体振荡器的振荡而发生的充放电电流的电流限制元件的第2电路。

25 晶体振荡电路将电压加到信号反相放大器上时，就开始进行晶体振荡器的激励驱动。这时，信号反相放大器的输出就由反馈电路反相后进行反馈输入。并且，该反馈输入信号由信号反相放大器进行反相放大后输出，反复进行上述这样的动作。

30 通过这种反复动作，晶体振荡器的振荡逐渐地放大，最后，振荡电路的振荡状态达到稳定状态。

在本实施例中，上述信号反相放大器由包含与电源的第1电位一侧连接的第1半导体开关元件的第1电路和包含与电源的第2电位一侧连接的电流限制元件的第2电路而构成。

5 并且，上述第1半导体开关元件利用信号反相放大器的反馈输入而驱动导通、截止，从而激励驱动上述晶体振荡器。上述电流限制元件限制伴随上述晶体振荡器的振荡而发生的充放电电流，抑制在晶体振荡器上积蓄的电能的放电。

10 即，在先有的晶体振荡器中，是交替地驱动反相器中设置的2个晶体管导通、截止而直接进行放电的电路结构。因此，在下一个循环中，必须再次对晶体振荡器充分地进行充电，这就成为提高振荡电路的功耗的原因。

与此相反，按照本实施例，采用在晶体振荡器放电时由第2电路的电流限制元件将其充放电电流限制为很小的值的结构。因此，可以减小晶体振荡器的充放电循环中充电时的电力供给。结果，便可大幅度地节约稳定振荡时晶体振荡电路的功耗。

15 除此之外，按照本实施例，在晶体振荡电路稳定振荡时只驱动构成信号反相放大器的第1半导体开关元件导通、截止。因此，为了稳定地驱动信号反相放大器，可以将考虑了该第1半导体开关元件的阈值电压的电压 $V$ 加到信号反相放大器上。于是，可以大幅度地降低向信号反相放大器加的电压，从这方面看，也可以有效地降低功耗。

20 其中，上述第2电路可以使用电阻元件作为上述电流限制元件。

其中，上述电阻元件最好构成其一端与第2电位一侧连接、另一端与信号反相放大器的输出端连接的电路。

通过采用上述结构，可以使第2电路的结构简单。

25 另外，上述第2电路也可以使用第2半导体开关元件作为上述电流限制元件。

该第2半导体开关元件最好构成其一端与上述第2电位一侧连接、另一端与信号反相放大器的输出端连接并在稳定振荡时控制为截止的电路。

通过采用上述结构，即使使用半导体开关元件作为电流限制元件，也可以使该电路结构简单，而且可以将稳定振荡时施加的电压设定为比较低的值。

30 另外，上述第2半导体开关元件与上述第2电位一侧连接，上述第2电路最好包括开关元件控制单元，在起动时，根据上述反馈输入，在与上述第1半导体开关元件不同的时刻驱动上述第2半导体开关元件导通、截止从而将

上述晶体振荡器激励，而在稳定振荡后，控制上述第2半导体开关元件截止，使之作为上述电流限制元件而起作用。

通过采用上述结构，可以和先有的振荡电路一样在起动时交替地驱动第1、第2开关元件导通、截止从而将晶体振荡器激励，并在短时间内达到稳定振荡状态。并且，在稳定振荡后，控制第2半导体开关元件截止，从而可以有效地节约整个电路的功耗。

所谓使用耗尽型的晶体管作为上述第2半导体开关元件时的第2半导体开关元件的截止控制，是指减小其栅极与源极的电位差从而限制流过的电流。

另外，上述第1半导体开关元件可以使用源极与上述第1电位一侧连接、将上述反馈输入供给栅极而漏极与反相器输出端连接的增强型场效应晶体管元件来构成。

这样，通过使用阈值电压大的增强型的场效应晶体管元件构成第1半导体开关元件，可以有效地限制在第1半导体开关元件的截止控制时的泄漏电流，从而可以进行更稳定的振荡。

另外，上述第2半导体开关元件也可以使用源极与上述第2电位一侧连接、上述反馈输入供给栅极而漏极与反相器输出端连接的耗尽型场效应晶体管元件来构成。

这样，通过使用耗尽型的场效应晶体管元件构成第2半导体开关元件，可以在场效应晶体管元件的截止控制时通过某种程度的电流。这样，在上述晶体振荡器的充放电循环中，便可通过某种程度的晶体振荡器的充放电电流，从而可以维持更稳定的振荡状态。

即，第2半导体开关元件也可以使用增强型的场效应晶体管元件构成，这样，在截止控制时便完全阻断通过第2半导体开关元件的晶体振荡器的电流放电电路。这时，也可以通过晶体振荡器自身的放电电路和与晶体振荡器并联连接的各种电路进行某种程度的放电。另外，假定晶体振荡器完全不进行放电，利用晶体振荡器自身的惯性基本上也可以继续进行振荡。

与此相反，按照本实施例，通过使用耗尽型的场效应晶体管元件构成第2半导体开关元件，第2半导体开关元件可以和高电阻的电阻元件一样，限制其充放电电流，并且允许某种程度的放电。这样，便可使晶体振荡电路更稳定地进行振荡。

另外，上述第1和第2半导体开关元件也可以使用不同的导电型的场效应

晶体管元件构成。

另外，本实施例的振荡电路包含供给上述第 1 和第 2 电位的电源电压的电源电路，上述电源电路也可以形成为在起动时作为电源电压供给上述第 1 和第 2 电位的电位差的大的第 1 电源电压，在稳定振荡后供给电位差比上述第 1 电源电压小而比上述第 1 半导体开关元件的阈值电压的绝对值大的电位差的第 2 电源电压。

这样，在起动时，利用比较大的第 1 电源电压使振荡电路在短时间内达到稳定的振荡状态，然后，利用低的电压即第 2 电源电压驱动振荡电路。这样，便可同时解决振荡电路迅速起振和减小功耗的 2 个问题。

10 另外，上述晶体振荡器最好使用 Q 值大的振荡器。

这样，通过使用表示机械振动的容易度的 Q 值大的振荡器作为晶体振荡器，在稳定振荡后，便可以更小的功耗稳定地维持振荡状态。

另外，通过使用这样构成的振荡电路构成电子电路、半导体器件、电子仪器和时钟等，便降低例如便携式电话、便携式计算机终端等便携式电子仪器及时钟等的功耗，从而可以减小内装的电池及蓄电池等 2 次电池的功耗。

下面，根据附图详细说明其具体的结构。

图 9 所示是该晶体振荡电路的一例。该晶体振荡电路是在石英电子手表中使用的晶体振荡电路。对于和上述图 1 所示的电路对应的部件，标以相同的符号，并省略其说明。

20 本实施例的晶体振荡电路由包含信号反相放大器 30、晶体振荡器 10 和反馈电路而构成。

上述信号反相放大器 30 由包含第 1 电路 40 和第 2 电路 50 而构成。

上述第 1 电路 40 由包含作为第 1 半导体开关元件而起作用的 P 型场效应晶体管 42 构成，该晶体管 42 的源极与地连接，漏极与输出端子 80 连接，上述反馈信号  $V_G(t)$  加到其栅极上。

上述第 2 电路 50 由包含作为电流限制元件而起作用的电阻 94 构成。该电阻 94 的一端与输出端子 80 连接（这里，是与晶体管 42 的漏极连接），另一端与电源电路部 60 的电源端子连接。

图 10 所示是本实施例的晶体振荡电路的时序图，横轴表示从电源电路部 60 施加电源电压  $V_{reg}$  后经过的时间，纵轴表示向信号反相放大器 30 的反馈输入  $V_G(t)$  和振荡输出  $V_D(t)$ 。这里， $V_{DD}$  表示地电位， $V_{TP}$  表示场效应的晶体管 42 的阈值电压。这里，由于使用 P 型并且是增

强型的场效应晶体管，所以，其阈值电压 $V_{TP}$ 为负的值。

首先，将电源电压 $V_{reg}$ 从电源电路部60加到信号反相放大器30上时，如图10所示，晶体振荡电路就开始振荡。其中， $T_1$ 表示从施加电压后到达到稳定振荡状态的振荡开始期间， $T_2$ 表示振荡输出稳定的稳定振荡期间。

例如，如100-1所示的那样，小于阈值电压的栅极电压 $V_G(t)$ 加到晶体管42的栅极上时，晶体管42导通，电流在图9中沿箭头300所示的方向流动，从信号反相放大器30输出使栅极信号 $V_G(t)$ 反相后的漏极信号 $V_D(t)$ 。这样，便从晶体振荡电路输出200-1所示的漏极信号 $V_D(t)$ 。

并且，晶体振荡器10利用箭头300所示的电流积蓄振荡用的能量，开始进行振荡。

这时，信号反相放大器30的输出 $V_D(t)$ 作为由电阻14等反馈电路相位反相180度的栅极信号 $V_G(t)$ ，反馈输入到晶体管42的栅极上。因此，反馈输入的栅极信号 $V_G(t)$ 在下一个循环100-2中，使阈值电压 $V_{TP}$ 升高。这样，便控制晶体管42截止。

这时，晶体振荡器10的充电能量在图9中通过箭头310所示的电阻94放电。因此，振荡电路的输出电压 $V_D(t)$ 在图10中如200-2所示的那样逐渐地减小。

反复进行着这种充放电循环，振荡输出 $V_D(t)$ 逐渐地达到大的稳定的振荡状态，电路的振荡状态从振荡开始期间 $T_1$ 向振荡稳定期间 $T_2$ 推移。

在图10中，100-1、100-3、100-5...是小于阈值电压的电压加到晶体管42的栅极上而晶体管42导通的期间，与此相反，100-2、100-4、100-6、100-8...是控制晶体管截止的期间。

另外，200-1、200-3、200-5、200-7...表示晶体管42导通时的振荡输出 $V_D(t)$ ，200-2、200-4、200-6、200-8...表示晶体管42截止时的振荡输出 $V_D(t)$ 。如图所示，振荡输出 $V_D(t)$ 以电源电压 $V_{reg}$ 的 $1/2$ 的电压( $V_{reg}/2$ )为中心交替地反相输出。

在本实施例的晶体振荡电路中，在图10所示的晶体振荡器10的放电循环200-2、200-4、200-6、200-8...中，由电阻94控制向晶体振荡器10充电的振荡能量的放电电流，使该放电电流减小到所需



要的最低限度。

这样，在下一个充电循环中，便可减小向晶体振荡器 10 充电的能量，结果，便可大幅度地减小晶体振荡电路的功耗。

特别是，本实施例的晶体振荡电路使用大的电阻作为电阻 94，用以大幅度地限制放电电流。除此之外，还采用使用增强型晶体管作为晶体管 42、在进行截止控制时完全阻断图示的电流 300 的结构。

这样，如图 10 所示，在稳定振荡期间 T2 中，便可减少放电循环 200—6、200—8、200—10…中的放电能量，并且可以维持稳定的振荡状态。

10 即，在电路稳定的振荡的状态下，通过在与该振荡一致的时刻即 100—7、100—9…的时刻供给继续进行振荡所需要的最低限度的能量，便可解决整个电路稳定的振荡和节约功耗的 2 个问题。

15 作为上述晶体振荡器 10，最好使用 Q 值大的振荡器。这样，在稳定振荡时，便可减小机械振动引起的能量损失，结果，可以将足够大的电输出从晶体振荡器 10 反馈输入到信号反相放大器 30 的栅极上。因此，可以用更低的功耗，并且稳定地驱动晶体振荡电路进行振荡。

20 特别是，通过采用这样的结构，可以提高信号反相放大器 30 的输出的反馈效率，这样，即使信号反相放大器 30 的输出减小也可以。结果，可以减小信号反相放大器 30 的电源电压  $V_{reg}$ ，从而可以降低整个电路的功耗。

25 即，本实施例的信号反相放大器 30 只使用 1 个场效应晶体管 42。因此，从使信号反相放大器 30 稳定地动作的观点看，从电源电压电路部 60 供给的电源电压  $V_{reg}$  的绝对值可以设定为大于 1 个晶体管 42 的阈值电压的绝对值的值。结果，可以使电源电压  $V_{reg}$  如先有的晶体振荡电路那样大幅度地小于交替地驱动 2 个场效应晶体管导通、截止所要求的值，结果，便可实现功耗更小的晶体振荡电路。

另外，根据需要，也可以使用图 15 所示的信号反相放大器 30 取代图 9 所示的信号反相放大器 30 构成晶体振荡电路。

30 即，在图 9 所示的信号反相放大器 30 中，以连接了第 1 电路 40 的第 1 电位采用地电位、连接了第 2 电路 50 的第 2 电位采用负的电源电压  $V_{reg}$  的情况为例进行了说明，但是，也可以与此相反，将连接了第 1 电路 40 的第 1 电位采用负的电源电压  $V_{reg}$ 、将可连接第 2 电路的第 2 电位采用

比其高的电位即地电位 $V_{DD}$ 。这时，电路动作，用以使用电阻94限制向晶体振荡器10的充电电流，这样，也可以获得与图9所示的电路相同的效果。

图12所示是晶体振荡电路的其他实施例。对于和图9所示的实施例对应的部件，标以相同的符号，并省略其说明。

本实施例的特征在于，将构成图9所示的第2电路50的电流限制元件94置换为场效应晶体管54。

在本实施例中，上述场效应晶体管54使用N导电型并且是耗尽型的场效应晶体管而构成。通过使用耗尽型的场效应晶体管，即使在控制该晶体管54截止的情况下，也可以在漏极与源极之间通过某种程度的电流，结果，可以使该晶体管54作为限制电流的电流限制元件而起作用。

上述晶体管54的源极与电源电路部60的电源电压 $V_{reg}$ 连接，漏极与振荡电路的输出端子80（这里，是其他晶体管42的漏极）连接。另外，反馈输入的栅极信号 $V_G(t)$ 和从控制部90供给的控制信号400通过“与门”92输入到该晶体管54的栅极上。

图13所示是本实施例的晶体振荡电路的时序图。其中， $V_{GN}(t)$ 表示从“与门”92加到晶体管54的栅极上的栅极电压。

在本实施例中，上述控制部90检测电源电压 $V_{reg}$ 加到晶体振荡电路上后晶体振荡电路是否已成为稳定振荡状态。

并且，控制部90在加上电源电压后到成为振荡稳定状态的期间，在将高电平的控制信号400向“与门”92输出而振荡成为稳定的状态后，将该控制信号400从高电平切换为低电平。

这样，在控制信号400为高电平的期间内，反馈输入的栅极信号 $V_G(t)$ 直接加到晶体管54的栅极上，由该栅极信号 $V_G(t)$ 驱动构成信号反相放大器30的两晶体管42、54交替地导通、截止，从而可以使振荡电路迅速地上升到振荡稳定状态。

并且，在振荡稳定时，由于控制信号400切换为低电平，所以，晶体管54被强制地控制为截止，只有其余的另一个晶体管42和上述图9所示的实施例一样被交替地驱动导通、截止。这时，由于被驱动截止的晶体管54如上述那样使用耗尽型的晶体管构成，所以，可以大幅度地限制在晶体振荡器10的放电循环中的放电电流的值，从而可以大幅度地降低整个电路的功耗。

另外，该耗尽型的晶体管 5 4 即使在源极·栅极间的电压为 0 时也可以流过漏极电流，所以，又称为正常导通。因此，可以只着眼于增强型的场效应晶体管 4 2 来设定稳定地驱动信号反相放大器 3 0 所需要的电源电压  $V_{reg}$  的值，于是，与使用增强型构成两晶体管 4 2、5 4 时相比，可以大幅度地降低电源电压  $V_{reg}$  的值，从这方面看，也可以减小功耗。

这样，按照本实施例的晶体振荡电路，可以在短时间内进行稳定的振荡，而且可以大幅度地降低稳定振荡时的功耗。

另外，在本实施例中，起电流限制元件的功能的晶体管 5 4 只在起动时积极地利用，而在稳定振荡时的振荡动作中则不需要。因此，与另一个晶体管 4 2 相比，可以减小晶体管 5 4 的能力，从而在电路结构上是非常有效的。

另外，在本实施例中，是将第 1 电路 4 0 和第 2 电路 5 0 的各场效应晶体管 4 2、5 4 采用不同的导电型的晶体管构成电路的，但是，根据需要，也可以将该第 1、第 2 电路 4 0、5 0 的各场效应晶体管 4 2、5 4 采用相同的导电型（例如，P 型）的晶体管构成电路。

图 1 6、图 1 7 所示是将各晶体管 4 2、5 4 采用 P 型的晶体管构成电路时的具体例子。其中，在图 1 6 所示的信号反相放大器 3 0 中，晶体管 4 2 使用增强型的场效应晶体管构成，晶体管 5 4 使用耗尽型的场效应晶体管构成，而且，作为电流限制元件而起作用的该耗尽型场效应晶体管 5 4 的栅极与地电位  $V_{DD}$  一侧连接。

通过采用上述结构，图 1 6 所示的电路的场效应晶体管 5 4 可以起和图 1 2 所示的电路的场效应晶体管 5 4 相同的作用，从而可以有效地限制晶体振荡器 1 0 的放电电流。

另外，在图 1 7 所示的信号反相放大器 3 0 中，晶体管 4 2、5 4 都使用 P 型的增强型场效应晶体管构成。并且，作为电流限制元件而起作用的晶体管 5 4 的栅极与电源电压  $V_{reg}$  连接。通过采用这样的电路结构，晶体管 5 4 总是处于导通状态，作为该晶体管 5 4，如果使用在导通状态下呈现高阻抗的晶体管，则晶体管 5 4 作为电流限制元件就可以限制晶体振荡器 1 0 的放电电流。

在图 9、图 1 2 所示的实施例的晶体振荡电路中，以电源电压  $V_{reg}$  的值为恒定的情况为例进行了说明，但是，也可以构成为在振荡开始期间  $T_1$  中采用大的  $V_{reg}$  值、而在稳定振荡期间  $T_2$  中切换为小的  $V_{reg}$  值。这样，便可迅速地进行稳定振荡，而且可以降低稳定振荡后的功耗。

即，在图9、图12所示的实施例的晶体振荡电路中，电源电路部60如图11、图14所示的那样，构成为切换输出起动用的第1电源电压 $V_{reg1}$ 和稳定驱动用的第2电源电压 $V_{reg2}$ 。其中，第1电源电压 $V_{reg1}$ 的绝对值设定为大于第2电源电压 $V_{reg2}$ 的值进行电力供给，以便在电路起动时可以用大的功率驱动信号反相放大器30。

上述控制部90向电源电路部60输出控制信号400，控制电源电路部60使其在电路起动时输出第1电源电压 $V_{reg1}$ 、而在稳定振荡时输出第2电源电压 $V_{reg2}$ 。

这样，与用同一电源电压持续地驱动振荡电路的情况相比，可以大幅度地缩短振荡开始期间 $T_1$ ，从而可以使振荡电路迅速地建立振荡。

除了上述图9、图12的各实施例以外，还可以采用各种实施例。

例如，在图12所示的实施例2中，以作为晶体管54使用耗尽型的情况为例进行了说明，但是，本实施例并不限于此，也可以使用其他类型的晶体管，例如可以使用增强型的晶体管。这时，在截止驱动时，便阻断310所示的晶体振荡器10的放电电流，从而该放电电流将对振荡进行制动，但是，通过晶体振荡器10的自身的泄漏或通过电阻14的放电电路等也可以进行某种程度的放电，而且晶体振荡器10也由于惯性而进行自由振荡，所以，晶体振荡器10可以继续振荡。即，与作为晶体管54使用耗尽型的情况相比，将降低某种程度的效率，与先有技术相比，可以节约功耗，并且可以维持稳定的振荡状态。

另外，在上述实施例中，以将构成信号反相放大器30的第1电路40、第2电路50分别使用1个晶体管42和第1电流限制元件构成的情况为例进行了说明，但是，根据需要，也可以将上述以外的电路元件组合构成电路而不影响第1、第2电路40、50的功能。

另外，在本实施例中，以将晶体振荡电路使用于时钟用的电子电路的情况为例进行了说明，但是，本实施例不限于此，广泛地应用于除此以外的用途（例如广泛地应用于便携式电话机、便携式计算机终端和其他便携式机器等电源容量有限的便携式电子仪器）时也是非常有效的。

# 说明书附图

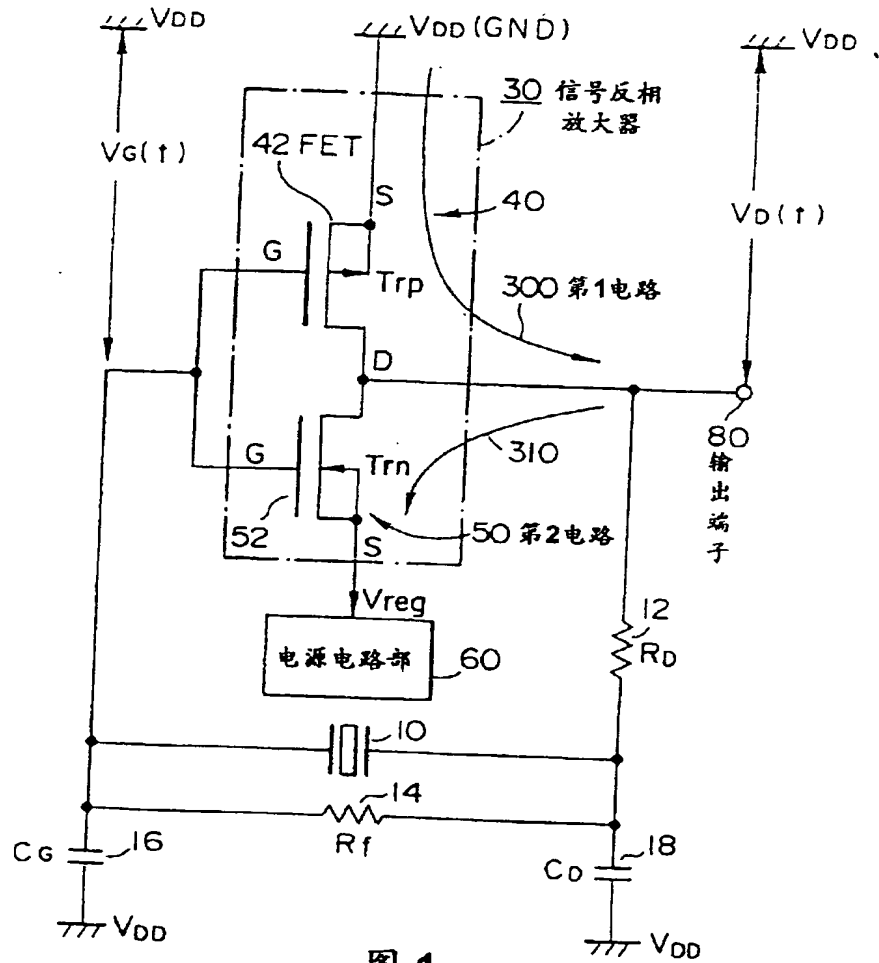


图 1

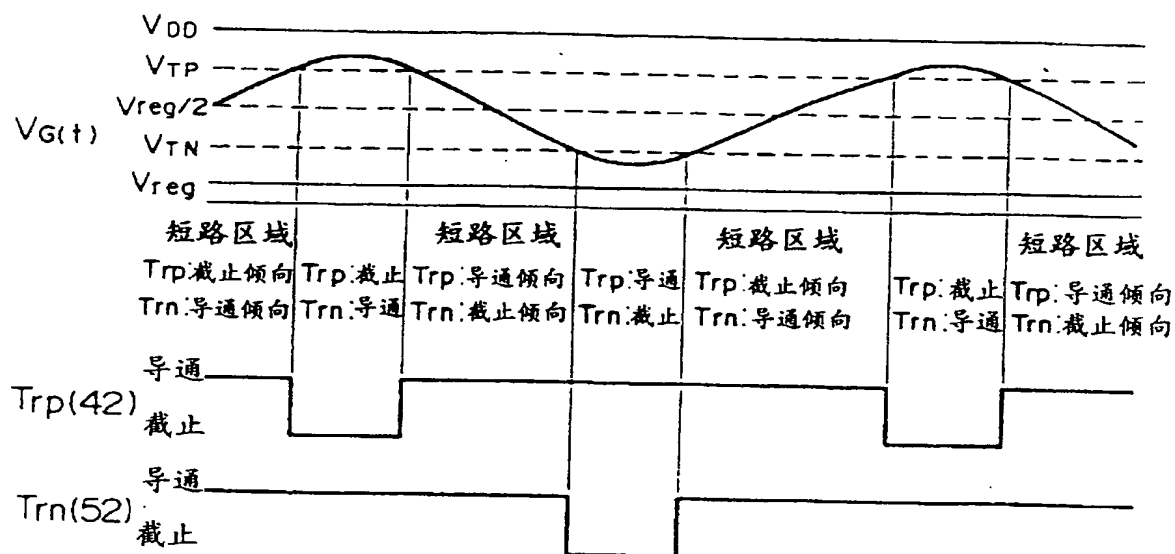


图2

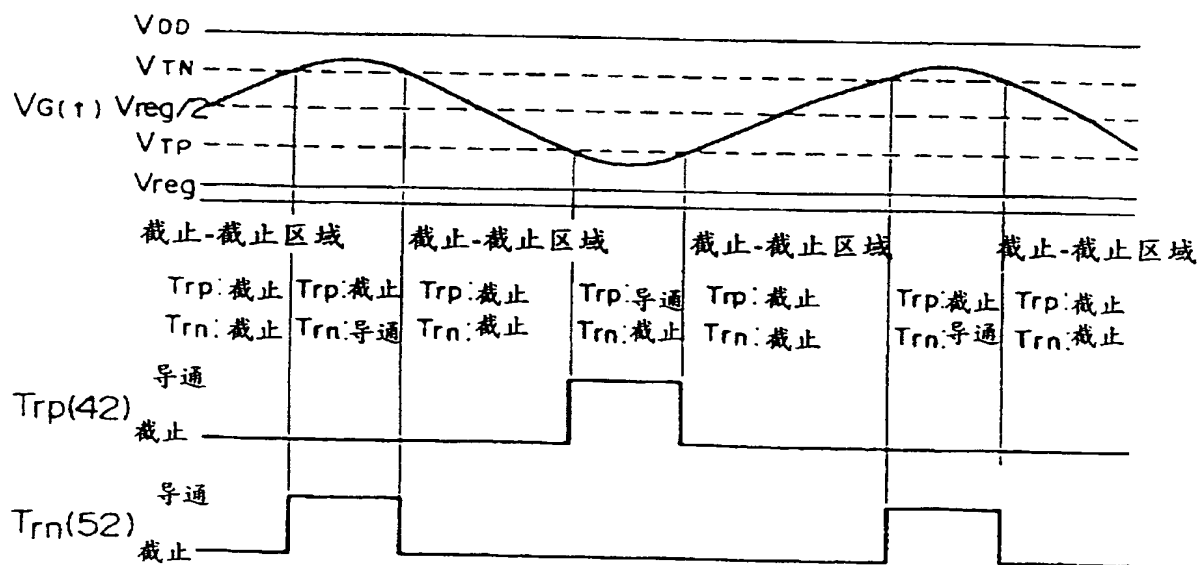


图3

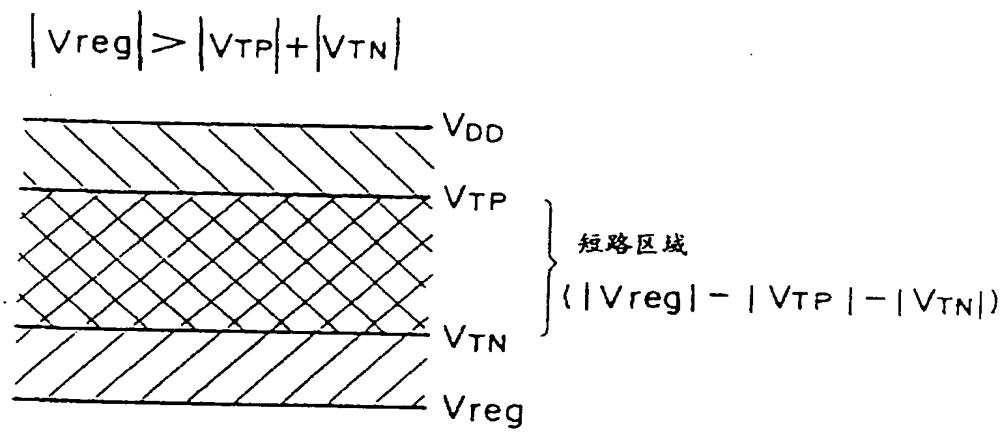


图 4

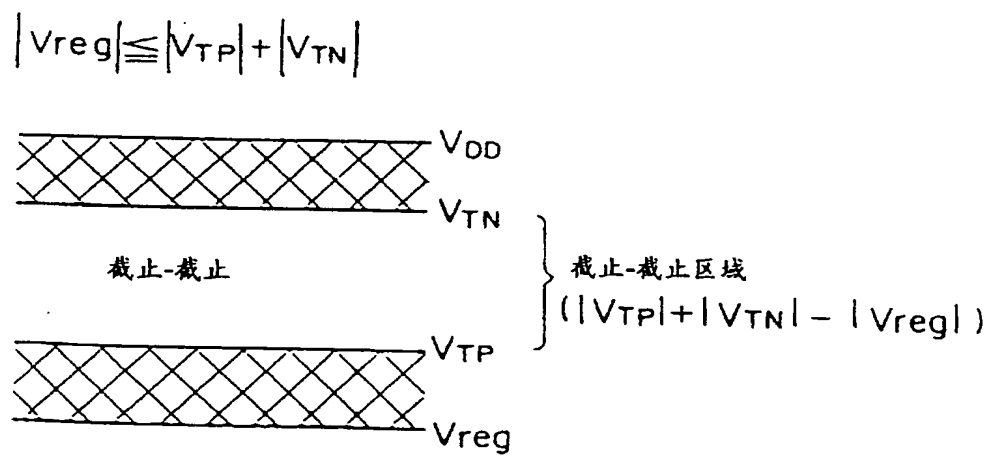


图 5

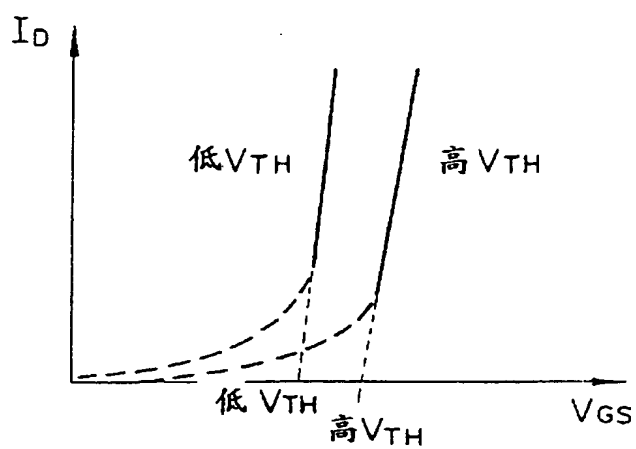


图 6

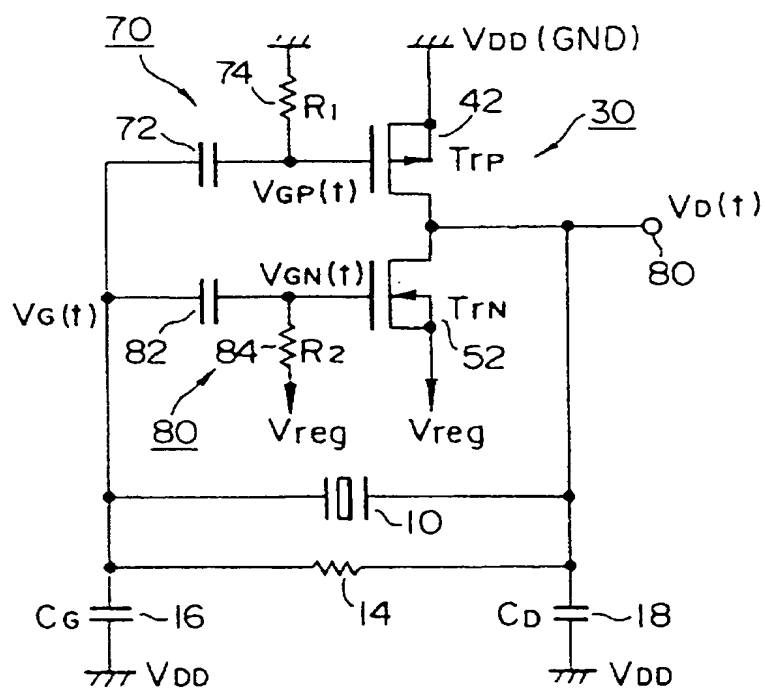
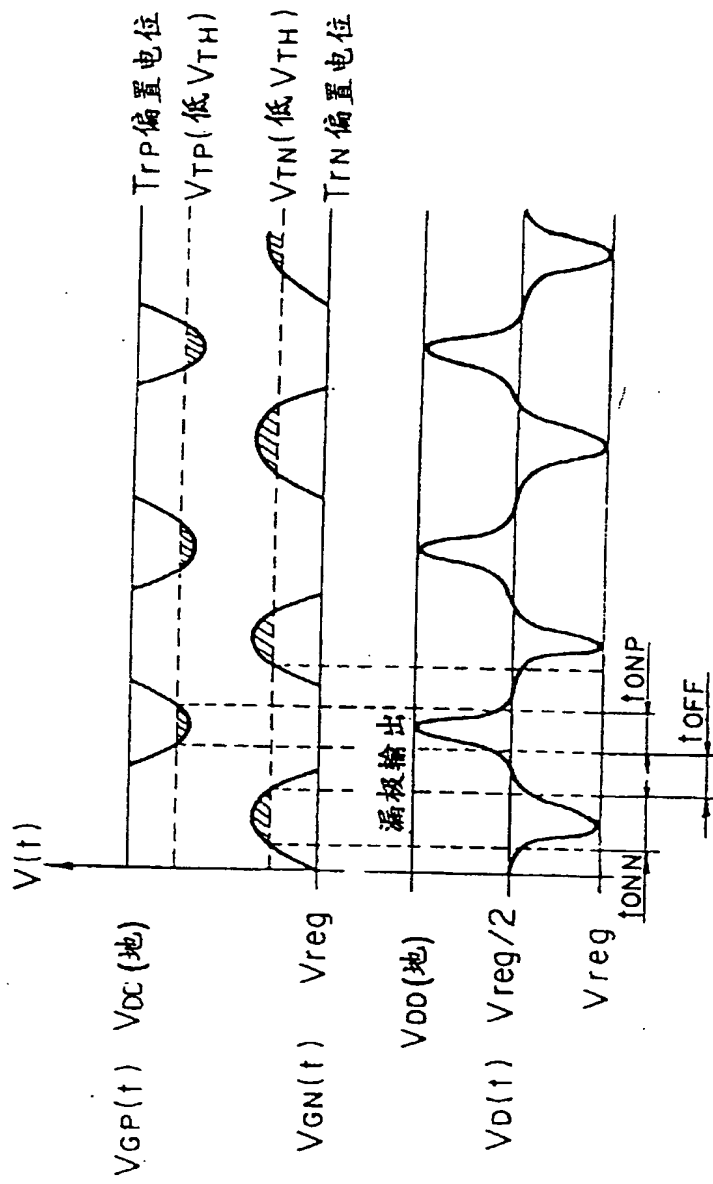


图 7





$t_{ONN}$  : Nch Tr 导通

$t_{ONP}$  : Pch Tr 导通

$t_{OFF}$  : N. Pch. Tr 都截止

图 8



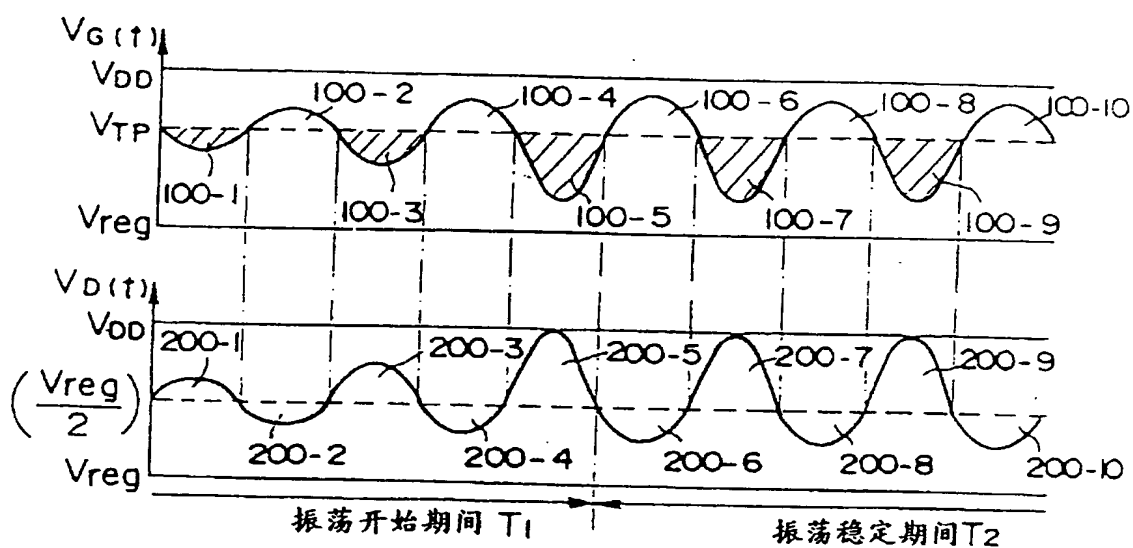


图 10

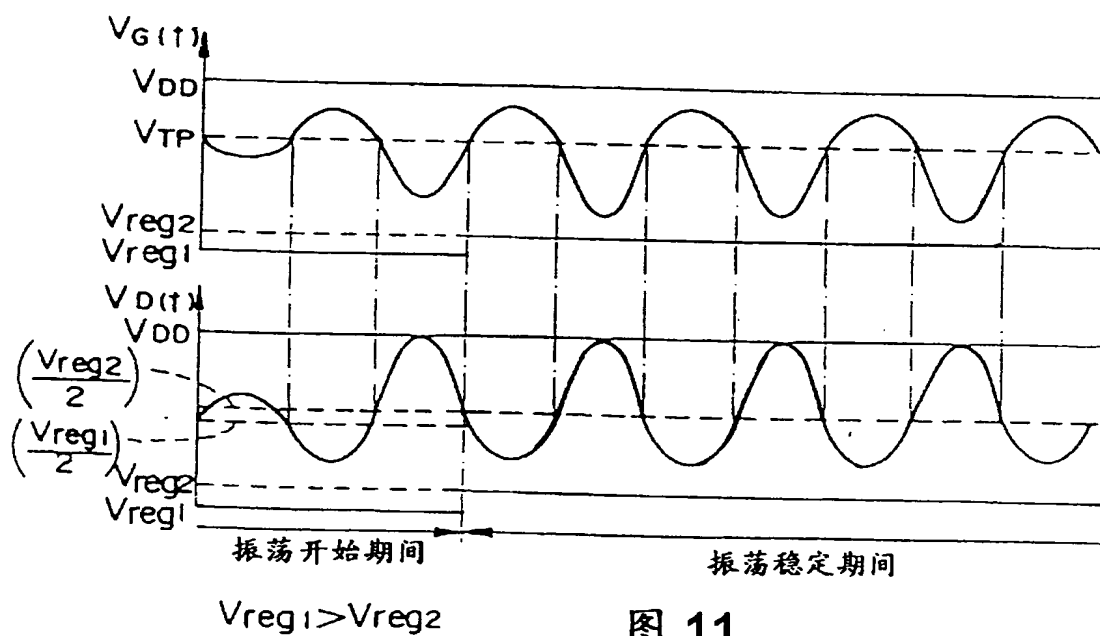


图 11

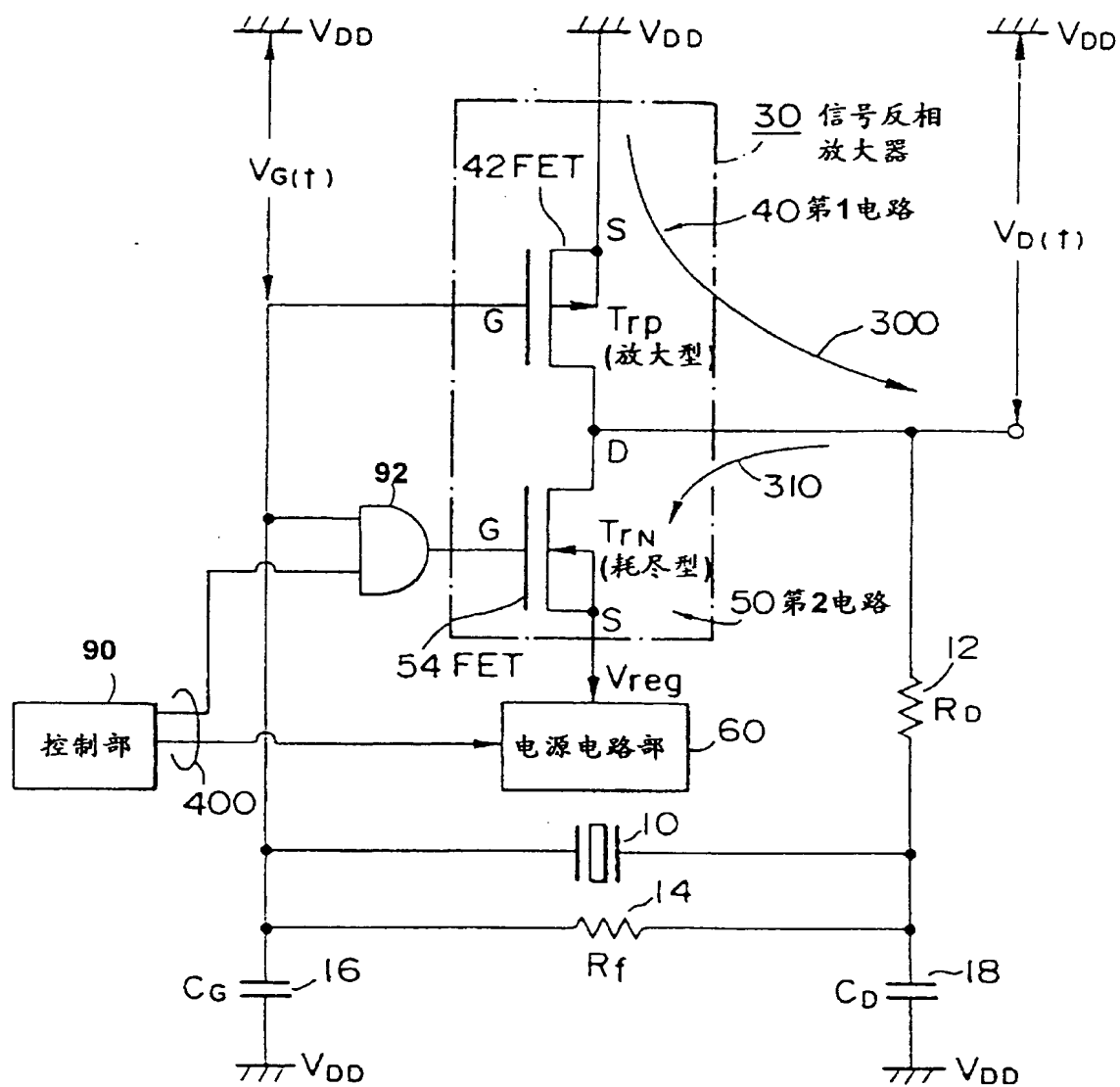


图 12

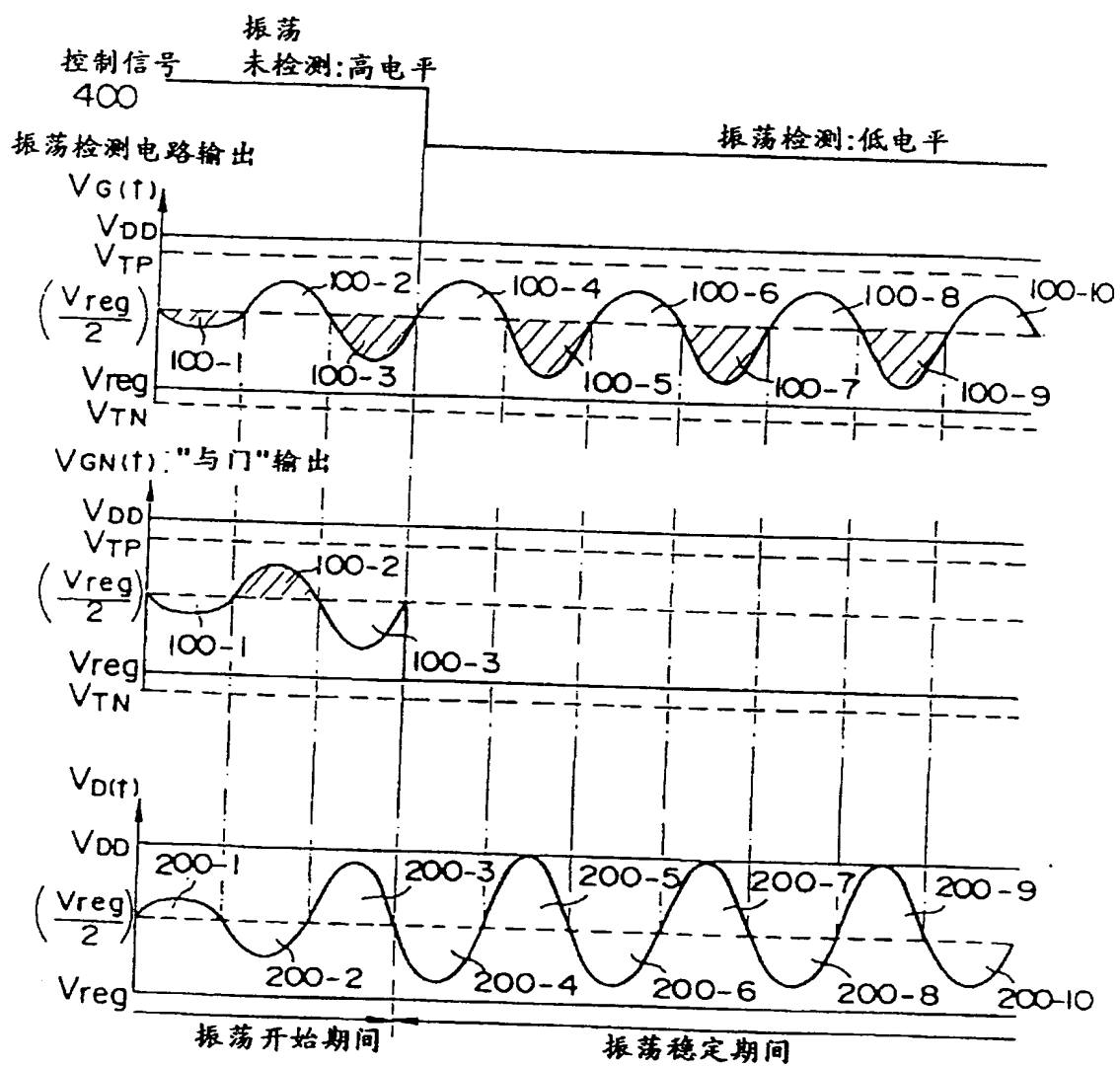
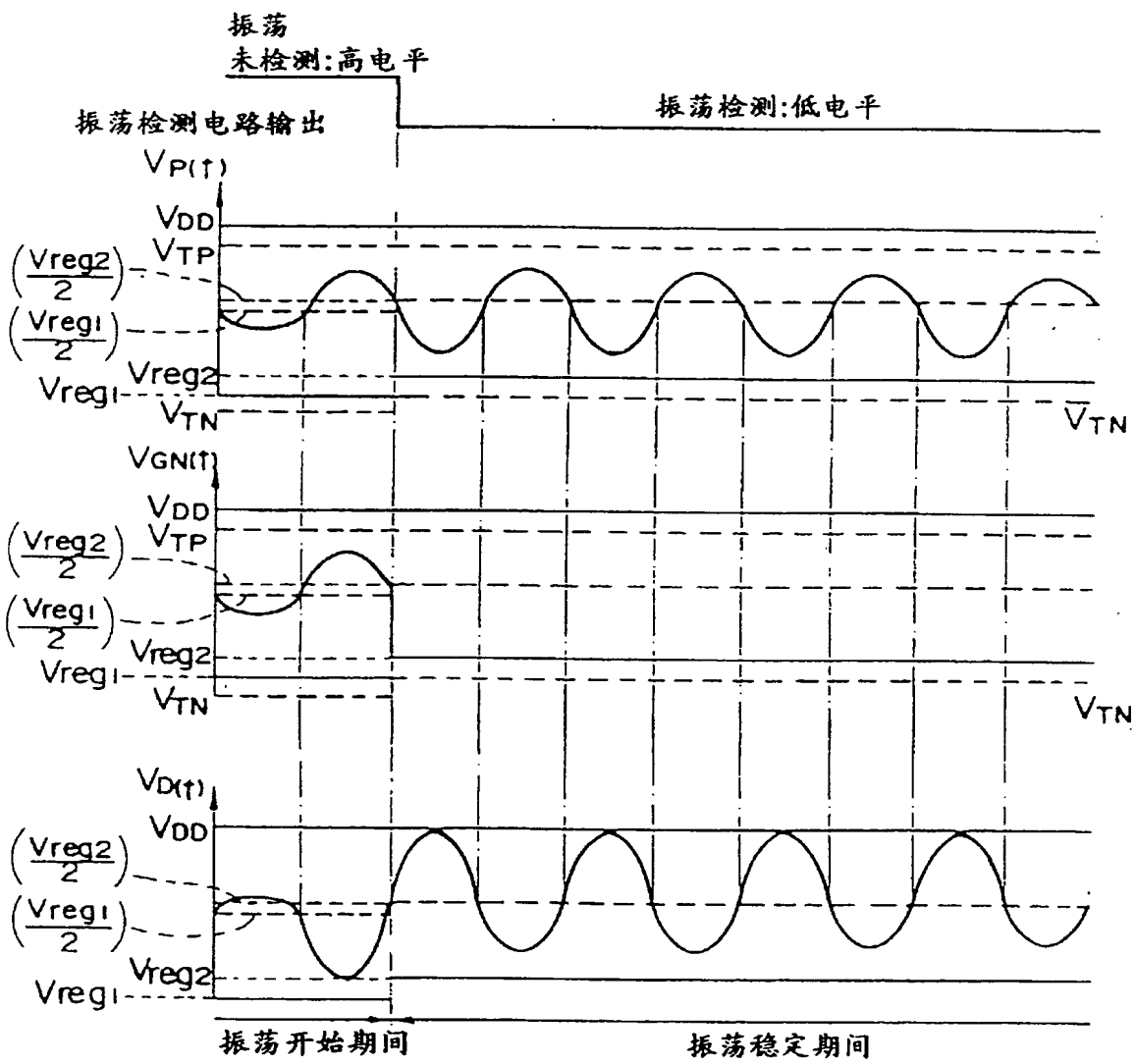


图 13



$$V_{reg1} > V_{reg2}$$

图 14

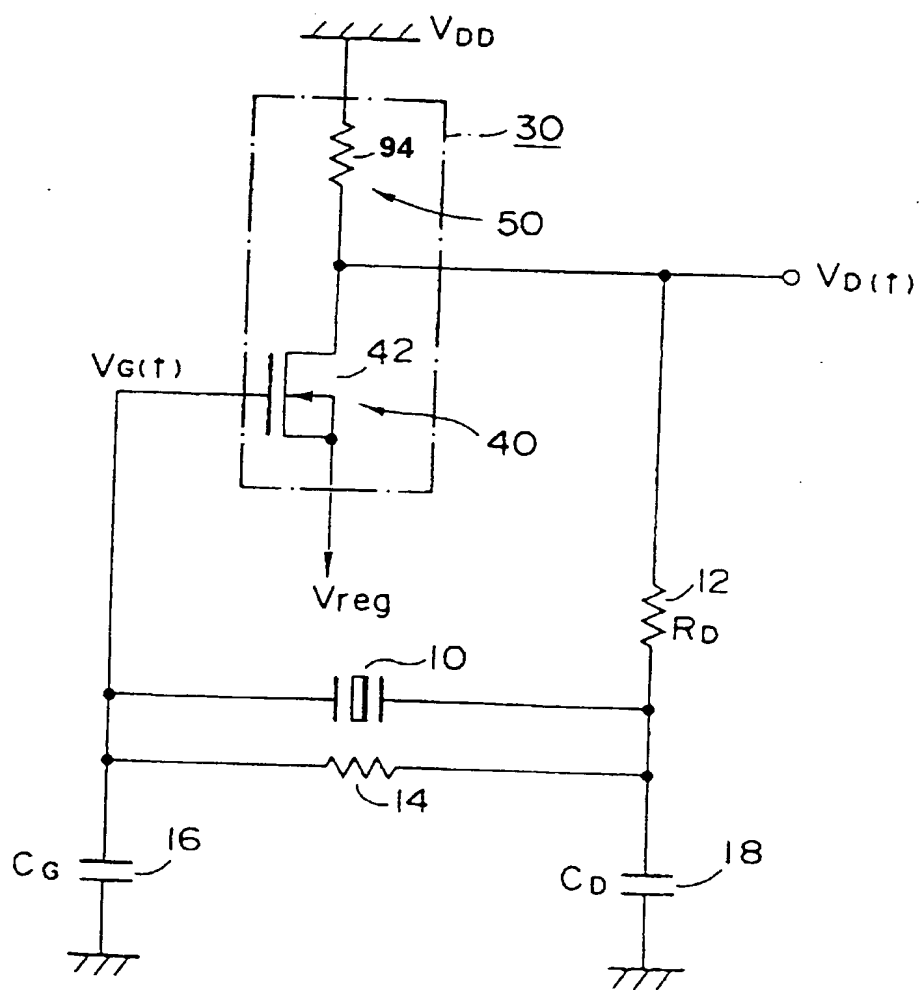


图 15

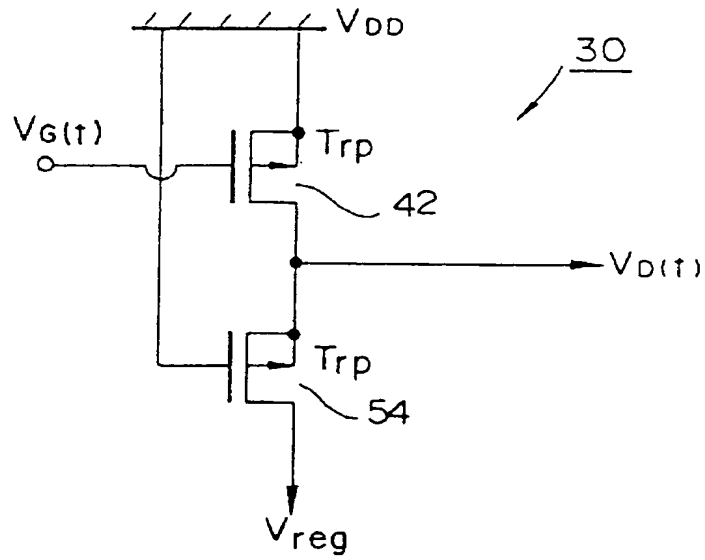


图 16

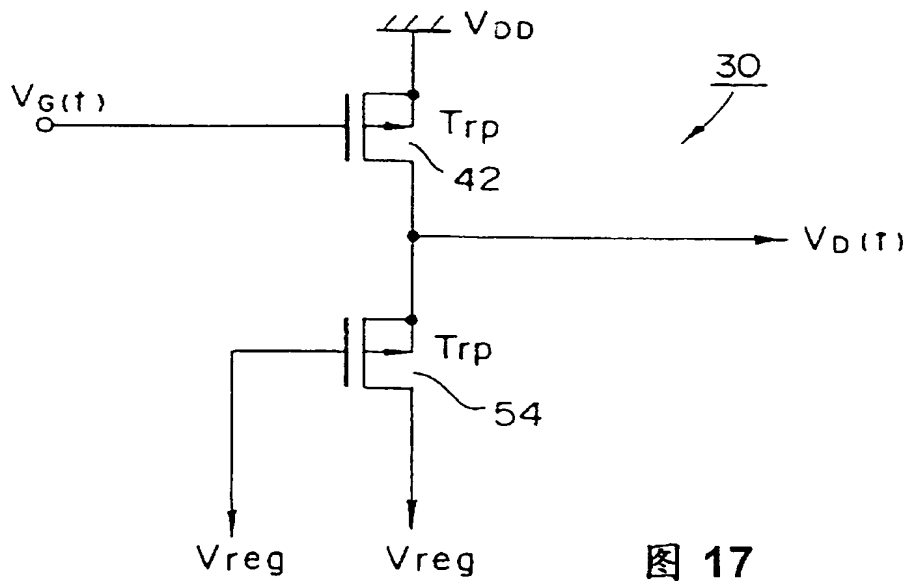


图 17